

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-086749

(43)Date of publication of application : 30.03.2001

(51)Int.Cl. H02M 3/28

H02M 3/338

(21)Application number : 11-263964 (71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 17.09.1999 (72)Inventor : YASUMURA MASAYUKI

(54) SWITCHING POWER CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent abnormal operation of a switching element.

SOLUTION: The clamp circuit of the resonance-type converter of a self-exciting system is formed by connecting a clamp diode DD and a resistor RD in series, thus expanding the reverse recovery period of the clamp diode DD, after a damper period is completed when a switching element is turned on, obtaining a drive current for turning on the switching element within reverse recovery time t_{rr} , and hence preventing abnormal switching operation from being generated even in stable operation or under the conditions of a heavy load and a low-AC input voltage.

LEGAL STATUS [Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

* NOTICES *

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A switching means to be equipped with a switching element, and to be

intermittent and to output the inputted direct-current input voltage, The insulating converter transformer which transmits the output of the above-mentioned switching means to secondary, The self-oscillation drive circuit which forms the above-mentioned switching means and carries out the switching drive of the switching element by the self-excitation type, By connecting a secondary resonance capacitor to the upstream resonance circuit inserted by [as making actuation of the above-mentioned switching means into a resonance form], and the secondary winding of the above-mentioned insulating converter transformer

The leakage inductance component of the secondary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, The secondary resonance circuit which forms a resonance circuit with the capacitance of the above-mentioned secondary resonance capacitor, The direct-current output voltage generation means constituted so that the alternation electrical potential difference obtained by the above-mentioned secondary winding might be inputted, half-wave rectification actuation or full-wave-rectification actuation might be performed and secondary direct-current output voltage might be obtained, The constant-voltage control means it is made to have constant-voltage control performed according to the voltage level obtained by secondary by carrying out adjustable [of the switching frequency of the above-mentioned switching element], The switching power supply circuit

characterized by being formed of the series connection of a diode component and a resistance element, equipping the reverse recovery time of the above-mentioned diode component with the lengthened clamping circuit, and constituting it at least.

[Claim 2] The switching power supply circuit according to claim 1 characterized by connecting a ferrite bead inductor to juxtaposition to the resistance element of the above-mentioned clamping circuit.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the switching power supply circuit with which various electronic equipment is equipped as a power source.

[0002]

[Description of the Prior Art] As a switching power supply circuit, what adopted the switching converter of the format of for example, a flyback converter, a forward converter, etc. is known widely. Since a switching operation wave is a square wave-like, as for these switching converters, there is a limitation in

control of a switching noise. Moreover, it turns out on the operating characteristic that there is a limitation also in improvement in power conversion effectiveness. Then, the various proposals of the switching power supply circuit by various resonance form converters are previously made by these people. While high power conversion effectiveness is acquired easily, as for a resonance form converter, a low noise is realized because a switching operation wave becomes sine wave-like. Moreover, it also has the merit that a small number of components mark can constitute comparatively.

[0003] The circuit diagram of drawing 9 shows an example of the switching power supply circuit as advanced technology which can be constituted based on invention which these people proposed previously. This power circuit is the switching element Q1 of one stone. It has, and it has the voltage resonance form converter which performs switching operation by the self-excitation type, and consists of so-called single end methods.

[0004] In the power circuit shown in this drawing, it has the full wave rectifier circuit which consists of a bridge rectifier circuit Di and a smoothing capacitor Ci as a rectification smoothing circuit for inputting a commercial alternating current power source (alternating current input voltage VAC), and obtaining direct-current input voltage, and the rectification smooth electrical potential difference Ei corresponding to the input voltage VAC 1 time the level of an

alternating current is generated. Moreover, he is trying to control the rush current which the rush current limit resistance R_i is inserted to that rectified-current path, for example, flows into a smoothing capacitor at a power up to this rectification smoothing circuit.

[0005] The switching converter of the voltage resonance form with which this power circuit is equipped is the switching element Q1 of one stone. The configuration of the self-excitation type which it had is taken. in this case, switching element Q1 **** -- the bipolar transistor (BJT; junction type transistor) of high pressure-proofing is adopted.

[0006] Switching element Q1 The base is a starting resistance R_S . It minds, connects with the positive-electrode side of a smoothing capacitor C_i (rectification smooth electrical potential difference E_i), and the base current at the time of starting is made to be acquired from rectification smooth Rhine. Moreover, switching element Q1 Between the base and an upstream ground, they are the detection drive winding NB, a resonant capacitor CB, and the base current-limiting resistance RB. The series resonant circuit for a self-oscillation drive which consists of a series connection circuit is connected. Moreover, switching element Q1 Clamp diode DD inserted between the base and the negative electrode (primary side grounds) of a smoothing capacitor C_i Switching element Q1 The path of clamp current of flowing at the time of OFF is formed,

and it is a switching element Q1. A collector is the primary winding N1 of the insulating converter transformer PIT. It connects with an end and an emitter is grounded.

[0007] Moreover, the above-mentioned switching element Q1 The parallel resonance capacitor C_r is connected to juxtaposition to between collector emitters. This parallel resonance capacitor C_r is own capacitance and the leakage inductance L_1 by the side of the primary winding N1 of the insulating converter transformer PIT mentioned later. The upstream parallel resonant circuit of a voltage resonance form converter is formed. And although detailed explanation is omitted here, it is a switching element Q1. At the time of OFF, according to an operation of this parallel resonant circuit, the both-ends electrical potential difference V_{cr} of a resonant capacitor C_r serves as sine wave-like pulse shape in fact, and actuation of a voltage resonance form is obtained.

[0008] The rectangular mold control transformer PRT shown in this drawing is the detection coil ND, a drive winding NB, and a control winding NC. It is the looped-around saturable reactor. This rectangular mold transformer PRT is a switching element Q1. While driving, it is prepared for constant-voltage control. As structure of this rectangular mold control transformer PRT, although illustration is omitted, as it joins the edge of the mutual magnetic leg of the character type core of two DABURUKO which has four magnetic legs, it forms a

solid mold core. And they are the detection coil ND and a drive winding NB to the same winding direction to two predetermined magnetic legs of this solid mold core. It loops around and is a control winding NC further. The above-mentioned detection coil ND and drive winding NB It receives, loops around in the direction which intersects perpendicularly, and is constituted.

[0009] In this case, detection coil ND of the rectangular mold control transformer PRT The positive electrode of a smoothing capacitor Ci, and primary winding N1 of the insulating converter transformer PIT It is inserted in a serial in between, and is a switching element Q1. A switching output is a primary winding N1. It minds and is the detection coil ND. It is transmitted. the rectangular mold control transformer PRT -- setting -- detection coil ND the obtained switching output -- transformer coupling -- minding -- drive winding NB being excited -- it is -- drive winding NB **** -- the alternation electrical potential difference as a drive electrical potential difference occurs. This drive electrical potential difference is the series resonant circuit (NB and CB) which forms a self-oscillation drive circuit to the base current-limiting resistance RB. It minds and is a switching element Q1 as a drive current. It is outputted to the base. Thereby, it is a switching element Q1. Switching operation will be performed on the switching frequency determined with the resonance frequency of a series resonant circuit (NB and CB).

[0010] The insulating converter transformer PIT is a switching element Q1. The insulating converter transformer PIT which transmits a switching output to secondary As shown in drawing 10 , have EE mold core which combined E mold cores CR1 and CR2 by ferrite material so that a mutual magnetic leg might counter, and the central magnetic leg of this EE mold core is received. The division bobbin B is used and it is a primary winding N1. Secondary winding N2 The condition of having divided, respectively is looped around. And as shown in drawing, he is trying to form a gap G to a central magnetic leg. The loose coupling by the necessary coupling coefficient is made to be obtained by this. A gap G can form the central magnetic leg of E mold cores CR1 and CR2 by forming shorter than two outer magnet feet. Moreover, he is trying to acquire the condition of a loose coupling called $k^{**}0.85$ as a coupling coefficient k, for example, and it is hard to acquire the part and a saturation state.

[0011] Primary winding N1 of the above-mentioned insulating converter transformer PIT An end is a switching element Q1. An other end side is the detection coil ND, as [it connects with a collector and] shown in drawing. It connects with the positive electrode (rectification smooth electrical potential difference Ei) of a smoothing capacitor Ci through the series connection.

[0012] At secondary [of the insulating converter transformer PIT], it is a primary winding N1. The alternation electrical potential difference by which induction was

carried out is a secondary winding N2. It generates. In this case, secondary winding N2 It receives and is the secondary parallel resonance capacitor C2. It is connecting with juxtaposition and is a secondary winding N2. Leakage inductance L2 Secondary parallel resonance capacitor C2 A parallel resonant circuit is formed of capacitance. By this parallel resonant circuit, it is a secondary winding N2. The alternation electrical potential difference excited turns into resonance voltage. That is, voltage resonance actuation is obtained in secondary.

[0013] That is, in this power circuit, the upstream is equipped with the parallel resonant circuit for making switching operation into a voltage resonance form, and secondary is equipped with the parallel resonant circuit for obtaining half-wave rectification actuation (voltage resonance actuation). In addition, on these specifications, it will also be called a "compound resonance form switching converter" about the switching converter of a configuration of having a resonance circuit and operating to the upstream and secondary, in this way.

[0014] the above -- the secondary parallel resonant circuit formed by making it like -- receiving -- secondary winding N2 After receiving and preparing a tap, it is connecting rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitors CO1 and CO2, as shown in drawing, and 2 sets of half wave rectifier circuits by the group of [rectifier-diode DO1, smoothing capacitor CO1] and the group of

[rectifier-diode DO2, smoothing capacitor CO2] are prepared. The half wave rectifier circuit which consists of the group of [rectifier-diode DO1, smoothing capacitor CO1] inputs the resonance voltage supplied from a secondary parallel resonant circuit, generates the direct-current output voltage EO1, and the half wave rectifier circuit which consists of [rectifier-diode DO2, smoothing capacitor CO2] inputs similarly the resonance voltage supplied from a secondary parallel resonant circuit, and it generates the direct-current output voltage EO2 for it. In addition, in this case, also to a control circuit 1, the direct-current output voltage EO1 and the direct-current output voltage EO2 branch, and are inputted. In a control circuit 1, the direct-current output voltage EO1 is used as a detection electrical potential difference, and the direct-current output voltage EO2 is used as a power source of a control circuit 1 of operation.

[0015] By the way, it sets to the insulating converter transformer PIT, and they are a primary winding N1 and a secondary winding N2. By the relation between a polarity (the direction of a volume), and connection of rectifier-diode DO (DO1, DO2), it is a primary winding N1. Inductance L1 Secondary winding N2 Inductance L2 It may be set to the case where it is set to +M, and -M, about mutual-inductance M. For example, when taking the topology shown in drawing 11 (a), a mutual inductance is set to +M, and a mutual inductance is set to -M when taking the topology shown in drawing 11 (b). If this is made to correspond

to the secondary actuation shown in drawing 9 , it is related with the half wave rectifier circuit by the group of [rectifier-diode DO1, smoothing capacitor CO1].

For example, secondary winding N2 When the alternation electrical potential difference obtained is straight polarity, the rectified current flows to rectifier-diode DO1, and the mode of operation (forward method) of +M is performed to it. On the contrary, secondary winding N2 When the alternation electrical potential difference obtained is negative polarity, rectifier-diode DO1 serves as OFF, and the rectified current will not flow. That is, in this power circuit, the mutual inductance is performing rectification actuation with the mode of +M.

[0016] With such a configuration, the power which power is supplied to the load side increased by the operation of the parallel resonant circuit of the upstream and a secondary parallel resonant circuit, and is supplied so much to a load side also increases, and the rate of increase of maximum load power also improves. This is realized by having acquired the condition of being further hard to be in a saturation state by having formed the gap G to the insulating converter transformer PIT, and having considered as the loose coupling by the necessary coupling coefficient, as drawing 11 explained previously. For example, when a gap G is not formed to the insulating converter transformer PIT, possibility that the insulating converter transformer PIT will be in a saturation state, and actuation will become unusual at the time of flyback actuation is high, and it is

difficult to want the half-wave rectification actuation mentioned above to be performed proper.

[0017] In a control circuit 1, it responds to change of secondary direct-current output voltage level (EO1), and is a control winding NC. Drive winding NB around which the rectangular mold control transformer PRT was looped by carrying out adjustable [of the control current (direct current) level to pass] Inductance LB Adjustable control is carried out. Thereby, it is a drive winding NB. Inductance LB Switching element Q1 formed by containing The resonance conditions of the series resonant circuit in the self-oscillation drive circuit of a sake change. This is a switching element Q1 so that drawing 9 may explain below. Although it becomes the actuation which carries out adjustable [of the switching frequency], secondary direct-current output voltage is stabilized by this actuation.

[0018] Here, as it was shown in drawing 9 , it is a drive winding NB. Inductance LB It hits carrying out adjustable [of the switching frequency], when the rectangular mold control transformer PRT of an adjustable control structure is formed, and is a switching element Q1. Period TOFF which becomes off It is made to carry out adjustable control of the period TON used as ON, in being fixed. That is, in this power circuit, it can be concluded that resonant impedance control to a switching output is performed, and it can come by operating as

constant-voltage control action so that adjustable control of the switching frequency may be carried out, simultaneously conduction angle control (PWM control) of the switching element in a switching period is also performed. And 1 set of control circuit systems have realized this complex control action.

[0019] Drawing 13 is the wave form chart showing actuation of the important section in the switching period of the circuit shown in above-mentioned drawing 9 , and is made into the wave at the time of operational stability. the series resonant circuit (NB and CB) as a self-oscillation drive circuit -- drive winding NB performing resonance actuation with the obtained alternation electrical potential difference -- base current-limiting resistance RB Minded series resonance current I_O ***** -- as shown in drawing 13 (e), a wave is acquired for the shape of a sine wave. and this series resonance current I_O For example, clamp diode DD from -- current I_D of flowing drawing 13 (f) being compounded -- switching element Q1 Base current (drive current) I_B as shown in the base at drawing 13 (d) It flows. This drive current I_B Switching element Q1 Switching operation is performed. This drive current I_B Switching element Q1 controlled As collector current I_{cp} , the wave shown in drawing 13 (b) is acquired. Moreover, in the both ends of the parallel connection circuit of switching element Q1// parallel resonance capacitor C_r , the parallel resonance electrical potential difference V_{cp} as shown in drawing 13 (a) occurs according to an operation of a parallel

resonant circuit. This parallel resonance electrical potential difference V_{cp} is a switching element Q1, as shown in drawing. The period T_{ON} used as ON is the period T_{OFF} which is 0 level and becomes off. The wave which sets and serves as a sine wave-like pulse is acquired, and the actuation as a voltage resonance form is supported. Moreover, it is Period T_{OFF} as it is shown in the parallel resonance capacitor C_r at drawing 13 (c). It sets and the sine wave-like parallel resonance current I_{cr} flows.

[0020] Here, it is a switching element Q1. It sets at the period T_{ON} used as ON, and is the series resonance current I_O of drawing 13 (e). The field (period T_1) of a forward current is the drive current I_B of drawing 13 (d). It corresponds to the field of a forward-bias current. Moreover, it sets at the same period T_{ON} and is the series resonance current I_O . The field (T_2) of a negative current is the drive current I_B . It becomes a hard flow bias current. In addition, drive current I_B in this period T_{ON} The field of a hard flow bias current is a switching element Q1. Storage time t_{stg} It becomes.

[0021] Switching element Q1 Clamp diode DD of the low speed which lengthened reverse recovery time t_{rr} to predetermined between base-emitters It connects. switching element Q1 Period T_{OFF} which becomes off **** -- drawing 13 (e) -- being shown -- making -- series resonance current I_O Clamp diode DD -> base current-limiting resistance R_B -> resonant capacitor C_B -> drive winding

NB It minds and flows. And next, if Period TON is started, an absorber period comes immediately and the charge and discharge energy of the parallel resonance capacitor C_r is the absorber current I_D . It carries out and is the clamp diode DD -> switching element Q1. Base -> it flows through a collector. In this case, absorber current I_D Level is $2.3A_p(s)$ as shown in drawing 13 (f). It becomes. After the above-mentioned damper period expires, it is a clamp diode DD. It becomes the field of reverse recovery time t_{rr} . It sets to this reverse recovery time t_{rr} , and is a clamp diode DD. It is in the condition of a flow. And it sets to this reverse recovery time t_{rr} , and is the drive current I_B . It increases and is a switching element Q1. When the amount only of currents set to ON is obtained, it is a switching element Q1. It becomes ON. However, when this reverse recovery time t_{rr} is started, it sets. Even if the drive current I_B (base current) of drawing 13 (d) is reversed to a forward polarity, it is a switching element Q1. Since a current is not supplied to the base in fact, Switching element Q1 It is not turned on [**] immediately but they are next and a switching element Q1. Base current level is a switching element Q1. It is reaching the level which is sufficient for making it flow, and is a switching element Q1 at a certain timing. It changes to an ON state.

[0022]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Here, in drawing 12 , they are the

parallel resonance electrical potential difference V_{cp} of the upstream, collector current I_{cp} , and the drive current I_B . The wave of operation is shown. Actuation on the conditions at the time of maximum load power is shown to drawing 12 (a), (b), and (c) by alternating current input voltage $V_{AC}=60V$, and actuation on the conditions at the time of maximum load power is shown to drawing 12 (d), (e), and (f) by alternating current input voltage $V_{AC}=80V$.

[0023] First, although period T3 in drawing 12 (a), (b), and (c) corresponds to a damper period as actuation under alternating current input voltage $V_{AC}=60V$ and the conditions at the time of maximum load power and period T four supports reverse recovery time t_{rr} . Thus, as heavy loading shows to drawing 12 (c) on the conditions that alternating current input voltage is low, it is the drive current I_B . It is not reversed to a forward polarity in period T four (reverse recovery time t_{rr}). That is, clamp diode DD It sets in reverse recovery time t_{rr} , and is a switching element Q1. It receives and is the drive current I_B of the forward direction. In order not to flow, it is a switching element Q1. It does not become ON. For this reason, as switching operation, it becomes abnormality actuation. As such abnormality actuation is shown in drawing 12 (b), the noise of the RF as a parasitic oscillation is overlapped to the collector current I_{cp} just behind period T four, and in connection with this, it appears as a phenomenon which a pulse noise generates so that it may be shown as a parallel resonance

electrical potential difference V_{cp} of drawing 12 (a).

[0024] And this abnormality actuation is further expanded the condition at the time of maximum load power by alternating current input voltage $V_{AC}=80V$. As shown in drawing 12 (f), it sets in period T four (reverse recovery time t_{rr}), and this is the drive current I_B . Reverse current level increases, reverse recovery time t_{rr} is completed, and it is a switching element $Q1$. It receives and is the drive current I_B of the forward direction. Although it is a short period of time when it should flow, it is the drive current I_B of hard flow. In order to flow, the amplitude of the noise superimposed on the collector current I_{cp} shown in drawing 12 (e) increases. And in connection with this, the level of the pulse noise of the parallel resonance electrical potential difference V_{cp} shown in drawing 12 (d) also becomes large.

[0025] Since the phenomenon as the above-mentioned abnormality actuation is mitigated and it corresponds to the conditions of heavy loading, if it considers as the actual condition of the circuit shown in drawing 9 , it is the secondary parallel resonance capacitor $C2$. He is trying for capacitance to select a bigger value than the value made the optimal originally so that a necessary maximum load power value may be acquired. However, secondary parallel resonance capacitor $C2$ of the capacitance made the optimal in this case originally As compared with the case where it selects, it sets in the circuit shown in drawing 9 , and is a

primary winding N1. The flowing upstream resonance current I1 Secondary winding N2 The flowing secondary resonance current I2 Power loss increases by increasing.

[0026] Moreover, even if it is at the stationary actuation time in the configuration of the circuit shown in drawing 9 described until now, as it will be shown in drawing 13 (c), on the upstream parallel resonance current Icr, the noise as a parasitic oscillation will occur in the initiation period within Period TON. According to this, although it is small, a noise arises also on the parallel resonance electrical potential difference Vcp which is a switching pulse. Moreover, drive current IB shown in drawing 13 (d) It is Period TOFF even if it attaches. In an inner initiation period, parasitic oscillation occurs too.

[0027]

[Means for Solving the Problem] Then, this invention is constituted as follows as a switching power supply circuit in consideration of the above-mentioned technical problem. That is, a switching means to be equipped with a switching element, and to be intermittent and to output the inputted direct-current input voltage, The insulating converter transformer which transmits the output of this switching means to secondary, The self-oscillation drive circuit which forms the above-mentioned switching means and carries out the switching drive of the switching element by the self-excitation type, By connecting a secondary

resonance capacitor to the upstream resonance circuit inserted by [as making
actuation of a switching means into a resonance form], and the secondary
winding of an insulating converter transformer The secondary resonance circuit
which forms a resonance circuit with the leakage inductance component of the
secondary winding of an insulating converter transformer, and the capacitance
of a secondary resonance capacitor, The direct-current output voltage
generation means constituted so that the alternation electrical potential
difference obtained by the secondary winding might be inputted, half-wave
rectification actuation or full-wave-rectification actuation might be performed and
secondary direct-current output voltage might be obtained, The constant-voltage
control means it is made to have constant-voltage control performed by carrying
out adjustable [of the switching frequency of a switching element] according to
the voltage level obtained by secondary, at least -- the series connection of a
diode component and a resistance element -- it is formed, and the clamping
circuit lengthened in the reverse recovery time of the above-mentioned diode
component is had and constituted.

[0028] As a clamping circuit, to a diode component, series connection of the
resistance element will be carried out, and, according to the above-mentioned
configuration, it will be formed. Since the reverse recovery time of the diode
component which constitutes the clamping circuit from considering as such a

configuration is expandable, it becomes possible to acquire the drive current of the forward direction for turning on a switching element in this reverse recovery time.

[0029]

[Embodiment of the Invention] The circuit diagram of drawing 1 shows the configuration of the power circuit as a gestalt of operation of this invention. In addition, in this drawing, the same sign is given to the same part as drawing 9 , and explanation is omitted. As a power circuit of the gestalt of this operation shown in this drawing 1 , it is a switching element Q1. Clamp diode DD connected to the base It is Resistance RD to an anode side. It considers as the connected configuration. Namely, clamp diode DD An anode is Resistance RD. It is Resistance RD so that it may connect with an upstream ground through series connection. It inserts into a circuit.

[0030] The wave of operation by the switching period of the power circuit of drawing 1 by such configuration is shown in drawing 3 . The wave of operation shown in this drawing is acquired by alternating current input voltage $V_{AC}=100V$ at the time of operational stability on the conditions at the time of maximum load power.

[0031] Here, it is a switching element Q1. It becomes being almost the same as that of the wave previously shown in drawing 13 (a) and (b) as collector current

lcp shown in the upstream parallel resonance electrical potential difference V_{cp} which is obtained in connection with switching operation, and which is shown in drawing 3 (a), and drawing 3 (b).

[0032] this case -- the series resonant circuit (NB and CB) as a self-oscillation drive circuit -- drive winding NB performing resonance actuation with the obtained alternation electrical potential difference -- base current-limiting resistance R_B Series resonance current I_O of the shape of a sine wave as minded and shown in drawing 3 (e) it obtains -- having -- switching element Q_1 Period TOFF which becomes off **** -- it flows to a negative direction (the direction of a self-oscillation drive circuit). Next, when Period TON is started, an absorber period comes immediately and it is a switching element Q_1 . Absorber current I_D as shown in drawing 3 (f) through a base-collector Although it flows the circuit of the gestalt of this operation -- clamp diode DD between an anode and upstream grounds -- resistance R_D Damper current I_D since series connection is carried out ***** -- The level is $1.5A_p(s)$. Level $2.3A_p$ of the absorber current I_D which it became and was shown in drawing 13 (f) It compares and falls.

[0033] And clamp diode DD after a damper period expires Although it becomes reverse recovery time t_{rr} , it is a clamp diode DD in this case. Resistance R_D by which series connection is carried out Clamp diode DD The flowing reverse

current is controlled and it is a clamp diode DD. The reverse recovery time t_{rr} which is a period until it is intercepted was expanded seemingly. For example, clamp diode DD which has the same reverse-recovery-time property for the circuit shown in drawing 9 , and the circuit shown in drawing 1 When constituted, reverse recovery time t_{rr} becomes 3 microseconds in the circuit which **1**(ed) to reverse recovery time t_{rr} becoming 1.2 microseconds in the circuit shown in drawing 9 . That is, clamp diode DD of the circuit shown in drawing 1 Reverse recovery time t_{rr} is seemingly expanded only for 1.8 microseconds, and is long.

[0034] Thus, clamp diode DD By lengthening reverse recovery time t_{rr} , as the gestalt of this operation shows to drawing 3 (d), it is the drive current I_B . It is a clamp diode DD, without taking a negative field. It sets within the reverse recovery period t_{rr} , and is a switching element Q1. It receives and is the drive current I_B to the forward direction. It becomes possible to pass.

[0035] Thereby, it becomes what is shown in drawing 3 (c), it sets at the time of stationary actuation, and the wave of the upstream parallel resonance current I_{cr} is $0.5A_p$ at the initiation time within Period TON. It has not been said that the output of level only occurs slightly, and a noise generates the noise by parasitic oscillation as shown in the upstream parallel resonance current I_{cr} at drawing 13 (c) on the parallel resonance electrical potential difference V_{cp} for this reason, without generating. Moreover, drive current I_B shown in drawing 3 (d) Period

TOFF The noise by the parasitic oscillation shown in drawing 13 (d) at the initiation time does not occur.

[0036] Moreover, they are the parallel resonance electrical potential difference V_{cp} of the upstream, collector current I_{cp} , and the drive current I_B to drawing 2 (a), (b), (c), drawing 2 (d) and (e), and (f). A wave of operation is shown. Here, the actuation at the time of maximum load power is shown to drawing 2 (a), (b), and (c) by alternating current input voltage $V_{AC}=80V$, and the actuation at the time of maximum load power is shown to drawing 2 (d), (e), and (f) by alternating current input voltage $V_{AC}=60V$.

[0037] Even when damper period T_3 was completed as shown, for example in drawing 2 (c) or drawing 2 (f) even if it was the conditions which serve as the time of low input voltage by such heavy loading, it is the drive current I_B . It sets in period T four made into reverse recovery time t_{rr} since a negative current field is not taken, and is the drive current I_B . Switching element Q_1 It is set to the level which can be turned on. Namely, switching element Q_1 It becomes normal actuation and will go into the regulation range. Thereby, it is a switching element Q_1 . The switching operation then stabilized is obtained. Thus, clamp diode DD [in reverse recovery time t_{rr}] Drive current I_B of forward level If it carries out for obtaining, to the collector current I_{cp} shown, for example in drawing 2 (b) and (e) It does not generate, and in connection with this, as the noise pulse of the

parallel resonance electrical potential difference V_{cp} which had appeared at Period TON also shows the noise of the collector current I_{cp} shown in drawing 12 (b) and (e) to drawing 2 (a) and (d), it does not generate it in them.

[0038] Although reverse recovery time t_{rr} was sorted out about the clamp diode DD in the power circuit shown as a result, for example, drawing 9, in order to avoid generating of a noise shown in the abnormality actuation explained by drawing 12, or drawing 13, according to the gestalt of this operation, it enables the sorting range of that reverse recovery time t_{rr} to expand. Thereby, improvement in manufacture efficiency, such as parts control, is achieved.

[0039] Moreover, under the circuitry shown in drawing 9 as a comparison with the circuit shown in drawing 1 as a gestalt of this operation, and the circuit shown in drawing 9 When base current-limiting resistance $R_B = 1\text{ohm}$ and $2 = 0.019$ micro F of secondary parallel resonance capacitors C are selected, It became upstream resonance current $I_1 = 5.8 \text{ Ap-p}$, collector current $I_{cp} = 3.3 \text{ Ap}$, and secondary resonance current $I_2 = 8 \text{ Ap-p}$, and the result of input power $P_{in} = 166.5 \text{ W}$ was obtained. On the other hand, under a configuration of having been shown in drawing 1, base current-limiting resistance $R_B = 0.68\text{ohm}$, resistance $R_D = 4.7\text{ohm}$, and $2 = 0.014$ micro F of secondary parallel resonance capacitors C can be selected. Here, the value as $2 = 0.014$ micro F of secondary parallel resonance capacitors C is the secondary parallel resonance capacitor

C2. It is the value which carries out and is made proper originally. Thus, they are upstream resonance current $I_1=4.7 \text{ Ap-p}$, collector current $I_{cp}=3.0 \text{ Ap-p}$, and secondary resonance current $I_2 =7.0 \text{ Ap-p}$ under the actuation explained by above-mentioned drawing 2 and drawing 3 when components were selected. It became and the result of input power $P_{in}=165.5\text{W}$ was obtained.

[0040] That is, it compares with the case of the circuit shown in drawing 9 , and is the upstream resonance current I_1 at the gestalt of this operation. And the secondary resonance current I_2 Current level is controlled and reduction of about [1W] power loss is achieved as a result. Moreover, the maximum load power which can respond with this In the circuit of the gestalt of this operation, it is the secondary parallel resonance capacitor C2 to having been about 150W at the time of alternating current input voltage $V_{AC}=80\text{V}$. By considering as proper electrostatic capacity It becomes possible to carry out 35W grade expansion by alternating current input voltage $V_{AC}=80\text{V}$, and to pull up even to about 185 W, and the increment in about 23% of maximum load power is achieved.

[0041] Then, the configuration of the power circuit of the gestalt of this operation as the 1st modification is first shown in drawing 4 as explaining the modification of the power circuit of the gestalt of this operation henceforth. In addition, in this drawing, the same sign is given to the same part as drawing 1 and drawing 9 , and explanation is omitted. the power circuit shown in this drawing -- clamp

diode DD an anode and an upstream ground -- ** -- resistance RD inserted in between receiving -- ferrite bead inductor LD The point linked to juxtaposition differs from the power circuit shown in drawing 1 . In this case, clamp diode DD Resistance RD inserted between the anode and the upstream ground It functions as controlling the parasitic oscillation of the upstream parallel resonance current I_{cr} , and is this resistance RD. Ferrite bead inductor LD by which parallel connection was carried out Clamp diode DD Expansion of reverse recovery time t_{rr} is achieved. In addition, ferrite bead diode LD It considers as the components of small size comparatively, and also let the inductance value be a small thing.

[0042] The wave of operation by the switching period of such a power circuit is shown in drawing 5 . In addition, the wave of operation shown in this drawing is acquired by alternating current input voltage $V_{AC}=100V$ at the time of operational stability on the conditions at the time of maximum load power. Also in this case, it is a switching element Q1. It becomes being almost the same as that of the wave previously shown in drawing 1 as the parallel resonance electrical potential difference V_{cp} of the upstream of drawing 5 (a) obtained in connection with switching operation, and collector current I_{cp} of drawing 5 (b). Moreover, series resonance current I_O It becomes a wave as shown in drawing 5 (e). And switching element Q1 When the period T_{ON} used as ON is started, it

is a switching element Q1. Damper current I_D as shown in drawing 5 (g) through a base-collector. Although it will flow. In this case, clamp diode DD. It is Resistance R_D between an anode and an upstream ground. It is the ferrite bead inductor LD to juxtaposition. It is connecting and is this ferrite bead inductor LD. By the inductance, it is the damper current I_D . It decreases gradually.

[0043] Thus, ferrite bead inductor LD Damper current I_D Clamp diode DD which includes a damper period when it is made to decrease gradually. As the apparent reverse recovery time t_{rr} is shown in drawing 5 (g), it becomes possible to be expanded even to 3.5 microseconds and to lengthen.

[0044] Thus, clamp diode DD Drive-by lengthening period as reverse recovery time t_{rr} current I_B within reverse recovery time t_{rr} . Since a negative field is not taken as shown in drawing 5 (d) as a wave, it is a clamp diode DD also in this case. It sets in reverse recovery time t_{rr} , and is a switching element Q1. It receives and is the drive current I_B of the forward direction. It becomes what has possible passing.

[0045] Moreover, resistance R_D Flowing current I_R . It becomes the wave shown in drawing 5 (f), and it is this resistance R_D . While a noise is controlled by the parasitic oscillation generated on the upstream parallel resonance current I_{cr} shown in drawing 5 (c) compared with the noise by the parasitic oscillation shown at drawing 13 (c), as it is shown in drawing 5 (d), it is the drive current I_B .

Control of the noise by the parasitic oscillation to generate is achieved.

[0046] Moreover, although illustration is omitted since it becomes the actuation almost same as actuation of the circuit shown in drawing 4 in the case of considering as the conditions used as the time of the low input voltage at the time of heavy loading as what was previously shown in drawing 2 , the noise pulse of the parallel resonance electrical potential difference V_{cp} which a noise did not occur in collector current I_{cp} in this case, and had appeared in connection with this at Period T_{ON} is not generated, either.

[0047] Under a configuration of having been shown in such drawing 4 , if base current-limiting resistance $R_B = 0.68\Omega$, resistance $R_D = 4.7\Omega$, and ferrite bead inductor $L_D = 1.1\mu\text{H}$ are selected, the result of input power $P_{in} = 164.5\text{W}$ will be obtained, and reduction of about [2W] power loss will be attained compared with the circuit shown in drawing 9 explained previously. For this, the circuit shown in drawing 1 is Resistance R_D . Clamp diode DD The function for aiming at expansion of reverse recovery time t_{rr} , The upstream parallel resonance current I_{cr} and drive current I_B To having tried for parasitic oscillation not to occur in the circuit shown in drawing 4 Small ferrite bead inductor L_D of power loss Clamp diode DD Since he is trying to aim at expansion of reverse recovery time t_{rr} , even if it compares with the circuit shown in drawing 1 , the fall of power loss is achieved only for the part.

[0048] Moreover, as secondary [of the power circuit of the gestalt of this operation], as shown in drawing 1 , it is not limited to the configuration of a secondary parallel resonant circuit and a half wave rectifier circuit. Then, the secondary configuration as the 2nd - the 4th modification is shown in drawing 6 - drawing 8 . In addition, let the configuration of the upstream be a thing that it is the same as that of drawing 1 , and good in these drawing 6 - drawing 8 . Moreover, the same sign is given to the same part as drawing 1 , drawing 4 , and drawing 9 , and explanation is omitted.

[0049] The secondary configuration as the 2nd modification is shown in drawing 6 . It also sets to secondary [which is shown in this drawing], and is a secondary winding N2. It receives and is the secondary parallel resonance capacitor C2. A parallel resonant circuit is formed in secondary by having. And it is a secondary winding N2 in this case. After receiving and preparing a center tap, 2 sets of full wave rectifier circuits by the group of [rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitor CO1] and the group of [rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2] are prepared by connecting rectifier diodes DO1, DO2, DO3, and DO4 and smoothing capacitors CO1 and CO2, as shown in drawing. The full wave rectifier circuit which consists of [rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitor CO1] inputs the resonance voltage supplied from a secondary parallel resonant circuit, generates the direct-current output voltage

EO1, and the full wave rectifier circuit which consists of [rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2] inputs similarly the resonance voltage supplied from a secondary parallel resonant circuit, and it generates the direct-current output voltage EO2 for it.

[0050] If such a configuration is checked with the secondary rectification actuation previously explained by drawing 11 For example, secondary winding N2 The actuation in which the rectified current flows to rectifier-diode DO1 (DO3) when the alternation electrical potential difference obtained is straight polarity It can be regarded as the mode of operation (forward method) of +M as drawing 11 (a). On the contrary, secondary winding N2 It can be concluded that the actuation in which the rectified current flows to rectifier-diode DO2 (DO4) when the alternation electrical potential difference obtained is negative polarity is the mode of operation (flyback method) of -M shown in drawing 11 (b). That is, in this power circuit, whenever the alternation electrical potential difference obtained by the secondary winding serves as forward/negative one, a mutual inductance will operate in the mode of +M/-M.

[0051] The secondary configuration as the 3rd modification is shown in drawing 7 . It also sets to secondary [which is shown in this drawing], and is a secondary winding N2. It receives and is the secondary parallel resonance capacitor C2. When a secondary parallel resonant circuit shall be formed by having, it is the

secondary coil N2. He is trying to obtain the secondary output voltage EO1 by having the rectification smoothing circuit which receives and consists of the bridge rectifier circuit DBR and smoothing capacitor CO1. That is, with this configuration, full-wave-rectification actuation has been obtained by the bridge rectifier circuit DBR in secondary.

[0052] In addition, in this case, it sets to secondary and is the above-mentioned secondary winding N2. He is trying to obtain the secondary output voltage EO2 by full-wave-rectification actuation by connecting rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2, as shown in drawing, after looping around another secondary-winding N2A and giving a center tap independently. However, a parallel resonance capacitor is not formed to secondary-winding N2A.

[0053] Drawing 8 is the circuit diagram showing the configuration of the power circuit as the 4th modification. As a secondary configuration shown in this drawing, it is a secondary winding N2. An end is connected to a secondary ground and the other end is the series resonance capacitor Cs 1. It connects to the node of the anode of rectifier-diode DO1, and the cathode of rectifier-diode DO2 through series connection. The cathode of rectifier-diode DO1 is connected with the positive electrode of smoothing capacitor CO1, and the anode of rectifier-diode DO2 is connected to a secondary ground. The negative-electrode side of smoothing capacitor CO1 is connected to a secondary ground.

[0054] In such a topology, the voltage doubler full wave rectifier circuit which consists of the group of [the series resonance capacitor C_s 1, rectifier diodes DO1 and DO2, and smoothing capacitor CO1] will be prepared as a result. Here, it is the series resonance capacitor C_s 1. Own capacitance and an own secondary winding N2 By the leakage inductance component, the series resonant circuit corresponding to ON / off actuation of rectifier diodes DO1 and DO2 is formed. That is, the power circuit of the gestalt of this operation takes the configuration of the compound resonance form switching converter by which the upstream was equipped with the series resonant circuit for making switching operation into a current resonance form, and secondary was equipped with the series resonant circuit for obtaining voltage doubler full-wave-rectification actuation.

[0055] Here, as voltage doubler full-wave-rectification actuation by the group of the above [the series resonance capacitor C_s 1, rectifier diodes DO1 and DO2, and smoothing capacitor CO1], it is as follows. It is a primary winding N1 by the switching operation of the upstream. When a switching output is obtained, this switching output is a secondary winding N2. It is excited. And it sets at the period when rectifier-diode DO1 becomes off at, and rectifier-diode DO2 serves as ON. Primary winding N1 Secondary winding N2 It operates in the subtractive-polarity mode in which a polarity (mutual-inductance M) is set to $-M$, and is a secondary

winding N2. A leakage inductance and series resonance capacitor C_{s1} According to the series resonance operation to depend It is the series resonance capacitor C_{s1} about the rectified current I_{C2} which rectified by rectifier-diode DO2. It receives and the actuation to charge is obtained. And rectifier-diode DO2 becomes off, and rectifier-diode DO1 serves as ON, it sets at the period which performs rectification actuation, and it is a primary winding N1. Secondary winding N2 It becomes the additive polarity mode in which a polarity (mutual-inductance M) is set to $+M$, and it is a secondary winding N2. It is the series-resonance capacitor C_{s1} to the electrical potential difference by which induction was carried out. It becomes the actuation to which charge is carried out to smoothing capacitor CO1 in the condition that the series resonance that potential is added arises. It sets to smoothing capacitor CO1 by rectification actuation being performed as mentioned above using the mode in both additive polarity mode ($+M$; forward actuation) and subtractive-polarity mode ($-M$; flyback actuation), and is a secondary winding N2. The direct-current output voltage [/ the twice / about / of induced voltage] E_{O1} is obtained.

[0056] He is trying to obtain secondary direct-current output voltage by performing voltage doubler full wave rectification with the gestalt of this operation using the condition that a mutual inductance serves as a mode of operation of $+M$ and $-M$ according to the above-mentioned configuration. That is,

in order to supply to coincidence the electromagnetic energy with which the current of the upstream depends the object for Shinsaku, and a secondary current for Shinsaku at a load side, the power supplied so much to a load side will also increase further, and the steep increment in maximum load power will be achieved.

[0057] moreover, obtain level equivalent to the secondary direct-current output voltage obtained by for example, the actual size voltage commutation circuit by trying to obtain secondary direct-current output voltage by the voltage doubler full wave rectifier circuit -- obtaining -- then, secondary winding N2 of the gestalt of this operation ***** -- it will end with one half of conventional number of turns.

Reduction of these number of turns leads to the formation of small lightweight of the insulating converter transformer PIT, and low cost-ization. In addition, it is a secondary winding N2 also in this case. It is a secondary winding N2 independently. He is trying to generate the direct-current output voltage EO2 by the full wave rectifier circuit which consists of rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2 being connected, after looping around and grounding a center tap to a ground to this secondary-winding N2A.

[0058] In addition, these people have already proposed the configuration equipped with four voltage doubler rectifier circuits using a secondary series resonant circuit as a compound resonance form switching converter, and such a

configuration may also be materialized as a modification of the gestalt of this operation. That is, especially as a gestalt of this operation, it is not limited as a configuration of a secondary resonance circuit.

[0059] Moreover, although the configuration which equipped the upstream with the self-excitation-type voltage resonance form converter as a compound resonance form switching converter is mentioned if it is in the gestalt of the above-mentioned implementation, application of this invention is enabled also to the power circuit which equipped the upstream with the current resonance form converter, for example, and was equipped with juxtaposition or a series resonant circuit to secondary. Moreover, though the upstream is equipped with the same voltage resonance form converter, this invention is applicable not only to the so-called configuration of the single end method equipped with the switching element of one stone but the so-called push pull method to which the switching element of two stones is made to switch by turns like [in the case of drawing 1], for example.

[0060]

[Effect of the Invention] He is trying for this invention to acquire the drive current of the forward direction for turning on a switching element in the reverse recovery time of a diode component by carrying out the series connection of the resistance element, and forming a clamping circuit to a diode component, as

explained above. Therefore, at the time of operational stability, even if it is the conditions of low alternating current input voltage in heavy loading, generating of unusual switching operation is prevented. Moreover, thereby, it cannot be [as opposed to / at the conditions for example at the time of power-source starting etc. / a switching element] about this stress. Furthermore, generating of the noise by the parasitic oscillation at the time of power-source actuation etc. is canceled.

[0061] Moreover, although the thing of original proper capacitance can be selected as a secondary parallel resonance capacitor by generating of abnormality actuation being canceled as mentioned above, by this, level of the upstream resonance current and the secondary resonance current can be made small, and improvement in power conversion effectiveness can also be aimed at.

[0062] Furthermore, the configuration of this invention enables it to aim at expansion of the sorting range about reverse recovery time about a clamp diode by aiming at expansion of the reverse recovery time of a diode component.

[0063] Moreover, in the clamping circuit as this invention, if a ferrite bead inductor is inserted in juxtaposition to a resistance element, since the small ferrite bead inductor of power loss can perform expansion of reverse recovery time, for example, it is using a ferrite bead inductor and it becomes possible to aim at the fall of the further power loss.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram showing the example of a configuration of the power circuit as a gestalt of operation of this invention.

[Drawing 2] It is the wave form chart showing actuation of the important section of the power circuit of the gestalt of this operation.

[Drawing 3] It is the wave form chart showing actuation of the important section of the power circuit of the gestalt of this operation.

[Drawing 4] It is the circuit diagram showing the example of a configuration of the power circuit as the 1st modification.

[Drawing 5] It is the wave form chart showing actuation of the important section of the power circuit as the 1st modification.

[Drawing 6] It is the circuit diagram showing the example of a configuration of the power circuit as the 2nd modification.

[Drawing 7] It is the circuit diagram showing the example of a configuration of the power circuit as the 3rd modification.

[Drawing 8] It is the circuit diagram showing the example of a configuration of the

power circuit as the 4th modification.

[Drawing 9] It is the circuit diagram showing the configuration of the power circuit as advanced technology.

[Drawing 10] It is the sectional view showing the structure of the insulating converter transformer of the gestalt of this operation.

[Drawing 11] It is the explanatory view showing each actuation in case a mutual inductance is $+M/-M$.

[Drawing 12] It is the wave form chart showing actuation of the important section of the power circuit as advanced technology.

[Drawing 13] It is the wave form chart showing actuation of the important section of the power circuit as advanced technology.

[Description of Notations]

1 Control Circuit, Ci Smoothing Capacitor, Q1 Switching Element, PIT Insulation Converter Transformer, PRT Rectangular Mold Control (Drive) Transformer, Cr Upstream Parallel Resonance Capacitor, C2 Secondary Parallel Resonance Capacitor, Cs1 Secondary Series Resonance Capacitor, NC Control Winding, NB Drive Winding, ND Detection Coil and CB Capacitor for Resonance, DD Clamp Diode, RD Resistance, LD Ferrite Bead Inductor

【特許請求の範囲】

【請求項1】 スイッチング素子を備え、入力された直流入力電圧を断続して出力するスイッチング手段と、上記スイッチング手段の出力を二次側に伝送する絶縁コンバータトランスと、上記スイッチング手段を形成し、スイッチング素子を自励式によりスイッチング駆動する自励発振駆動回路と、上記スイッチング手段の動作を共振形とるようにして挿入される一次側共振回路と、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して二次側共振コンデンサを接続することで、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって共振回路を形成する二次側共振回路と、上記二次巻線に得られる交番電圧を入力して半波整流動作又は全波整流動作を行って二次側直流出力電圧を得るように構成された直流出力電圧生成手段と、二次側に得られる電圧レベルに応じて、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を可変することで定電圧制御を行うようにされる定電圧制御手段と、少なくとも、ダイオード素子と抵抗素子との直列接続によって形成され、上記ダイオード素子の逆回復時間が長くされたクランプ回路と、を備えて構成されることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 上記クランプ回路の抵抗素子に対してフェライトビーズインダクタが並列に接続されることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】スイッチング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、電力変換効率の向上にも限界があることが分かっている。そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成することができるというメリットも有している。

【0003】図9の回路図は、先に本出願人が提案した発明に基づいて構成することのできる、先行技術としてのスイッチング電源回路の一例を示している。この電源

回路は、1石のスイッチング素子Q1を備えて、いわゆるシングルエンド方式で自励式によりスイッチング動作を行う電圧共振形コンバータを備えて構成される。

【0004】この図に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧VAC）を入力して直流入力電圧を得るための整流平滑回路として、ブリッジ整流回路Di及び平滑コンデンサCiからなる全波整流回路が備えられ、交流入力電圧VACの1倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiを生成するようにされる。また、この整流平滑回路に対しては、その整流電流経路に対して突入電流制限抵抗Riが挿入されており、例えば電源投入時に平滑コンデンサに流入する突入電流を抑制するようにしている。

【0005】この電源回路に備えられる電圧共振形のスイッチングコンバータは、1石のスイッチング素子Q1を備えた自励式の構成を採っている。この場合、スイッチング素子Q1には、高耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。

【0006】スイッチング素子Q1のベースは、起動抵抗RSを介して平滑コンデンサCi（整流平滑電圧Ei）の正極側に接続されて、起動時のベース電流が整流平滑ラインから得られるようにしている。また、スイッチング素子Q1のベースと一次側アース間には、検出駆動巻線NB、共振コンデンサCB、ベース電流制限抵抗RBの直列接続回路よりなる自励発振駆動用の直列共振回路が接続される。また、スイッチング素子Q1のベースと平滑コンデンサCiの負極（1次側アース）間に挿入されるクランプダイオードDDにより、スイッチング素子Q1のオフ時に流れるクランプ電流の経路を形成するようにされており、また、スイッチング素子Q1のコレクタは絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端と接続され、エミッタは接地される。

【0007】また、上記スイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間に対しては、並列共振コンデンサCrが並列に接続されている。この並列共振コンデンサCrは、自身のキャパシタンスと、後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1側のリーケージインダクタンスL1とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路を形成する。そして、ここでは詳しい説明を省略するが、スイッチング素子Q1のオフ時には、この並列共振回路の作用によって共振コンデンサCrの両端電圧Vcrは、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0008】この図に示す直交型制御トランスPRTは、検出巻線ND、駆動巻線NB、及び制御巻線NCが巻装された可飽和リアクトルである。この直交型トランスPRTは、スイッチング素子Q1を駆動すると共に、定電圧制御のために設けられる。この直交型制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端

部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻回方向に検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記検出巻線ND、駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0009】この場合、直交型制御トランスPRTの検出巻線NDは、平滑コンデンサC1の正極と絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1との間に直列に挿入されることで、スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、一次巻線N1を介して検出巻線NDに伝達される。直交型制御トランスPRTにおいては、検出巻線NDに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して駆動巻線NBに励起されることで、駆動巻線NBにはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する直列共振回路(NB、CB)からベース電流制限抵抗RBを介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q1は、直列共振回路(NB、CB)の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

【0010】絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1のスイッチング出力を二次側に伝送する絶縁コンバータトランスPITは、図10に示すように、例えばフェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアが備えられ、このEE型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1と、二次巻線N2をそれぞれ分割した状態で巻装している。そして、中央磁脚に対しては図のようにギャップGを形成するようにしている。これによって、所要の結合係数による疎結合が得られるようにしている。ギャップGは、E型コアCR1、CR2の中央磁脚を、2本の外磁脚よりも短く形成することで形成することが出来る。また、結合係数kとしては、例えば $k \approx 0.85$ という疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。

【0011】上記絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、他端側は図のように検出巻線NDの直列接続を介して平滑コンデンサC1の正極(整流平滑電圧E1)と接続されている。

【0012】絶縁コンバータトランスPITの二次側では、一次巻線N1により誘起された交番電圧が二次巻線N2に発生する。この場合、二次巻線N2に対しては、二次側並列共振コンデンサC2が並列に接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と二次側並列共振コンデンサC2のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線N2に励起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0013】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側には半波整流動作(電圧共振動作)を得るための並列共振回路が備えられる。なお、本明細書では、このように一次側及び二次側に対して共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振形スイッチングコンバータ」ともいうことにする。

【0014】上記ようにして形成される二次側の並列共振回路に対しては、二次巻線N2に対してタップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC01、C02を図のように接続することで、[整流ダイオードD01、平滑コンデンサC01]の組と、[整流ダイオードD02、平滑コンデンサC02]の組とによる、2組の半波整流回路が設けられる。[整流ダイオードD01、平滑コンデンサC01]の組から成る半波整流回路は二次側並列共振回路から供給される共振電圧を入力して直流出力電圧E01を生成し、[整流ダイオードD02、平滑コンデンサC02]から成る半波整流回路も同様に、二次側並列共振回路から供給される共振電圧を入力して直流出力電圧E02を生成する。なお、この場合には、直流出力電圧E01及び直流出力電圧E02は制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E01を検出電圧として利用し、直流出力電圧E02を制御回路1の動作電源として利用する。

【0015】ところで、絶縁コンバータトランスPITにおいては、一次巻線N1、二次巻線N2の極性(巻方向)と整流ダイオードD0(D01、D02)の接続との関係によって、一次巻線N1のインダクタンスL1と二次巻線N2のインダクタンスL2との相互インダクタンスMについて、+Mとなる場合と-Mとなる場合とがある。例えば、図11(a)に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは+Mとなり、図11(b)に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは-Mとなる。これを、図9に示す二次側の動作に対応させてみると、[整流ダイオードD01、平滑コンデンサC01]の組による半波整流回路に関しては、例えば二次巻線N2に得られる交番電圧が正極性のときに整流ダイオードD01に整流電流が流れて+Mの動作モード(フォワード方式)を行い、逆に、二次巻線N2に得られる交番電圧が負極性のときには、整流ダイオードD01はオフとなつて、整流電流は流れないことになる。即ち、この電源回路では、相互インダクタンスが+Mのモードにより整流動作を行っているものである。

【0016】このような構成では、一次側の並列共振回路と二次側並列共振回路の作用によって増加された負荷側に電力が供給され、それだけ負荷側に供給される電力も増加して、最大負荷電力の増加率も向上する。これは、先に図11にて説明したように、絶縁コンバータトランスPITに対してギャップGを形成して所要の結合

係数による疎結合としたことによって、更に飽和状態となりにくい状態を得たことで実現されるものである。例えば、絶縁コンバータトランスPITに対してギャップGが設けられない場合には、フライバック動作時において絶縁コンバータトランスPITが飽和状態となって動作が異常となる可能性が高く、上述した半波整流動作が適正に行われるのを望むのは難しい。

【0017】制御回路1では、二次側直流出力電圧レベル(E01)の変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流(直流電流)レベルを可変することで、直交型制御トランスPRTに巻装された駆動巻線NBのインダクタンスLBを可変制御する。これにより、駆動巻線NBのインダクタンスLBを含んで形成されるスイッチング素子Q1のための自励共振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化する。これは、次に図9にて説明するように、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数を可変する動作となるが、この動作によって二次側直流出力電圧を安定化する。

【0018】ここで、図9に示したようにして駆動巻線NBのインダクタンスLBを可変制御構造の直交型制御トランスPRTが設けられる場合、スイッチング周波数を可変するのにあたり、スイッチング素子Q1がオフとなる期間TOFFは一定とされたうえで、オンとなる期間TONを可変制御するようにされる。つまり、この電源回路では、定電圧制御動作として、スイッチング周波数を可変制御するように動作することで、スイッチング出力に対する共振インピーダンス制御を行い、これと同時に、スイッチング周期におけるスイッチング素子の導通角制御(PWM制御)も行っているものと見ることが出来る。そして、この複合的な制御動作を1組の制御回路系によって実現している。

【0019】図13は、上記図9に示した回路のスイッチング周期での要部の動作を示す波形図であり、安定動作時の波形とされる。自励共振駆動回路としての直列共振回路(NB, CB)では、駆動巻線NBに得られた交番電圧により共振動作を行うことで、ベース電流制限抵抗RBを介した直列共振電流I0としては、図13

(e)に示すように、正弦波状が波形が得られる。そして、この直列共振電流I0が、例えばクランプダイオードDDから流れる図13(f)の電流IDと合成されることで、スイッチング素子Q1のベースには図13

(d)に示すようなベース電流(駆動電流)IBが流れる。この駆動電流IBによって、スイッチング素子Q1は、スイッチング動作を行う。この駆動電流IBによって制御されるスイッチング素子Q1のコレクタ電流Icpとしては、図13(b)に示す波形が得られる。また、スイッチング素子Q1//並列共振コンデンサCrの並列接続回路の両端には、並列共振回路の作用によって、図13(a)に示すような並列共振電圧Vcpが発生する。この並列共振電圧Vcpは、図のように、ス

witching素子Q1がオンとなる期間TONは0レベルで、オフとなる期間TOFFにおいて正弦波状のパルスとなる波形が得られ、電圧共振形としての動作に対応している。また、並列共振コンデンサCrには、図13(c)に示すようにして、期間TOFFにおいて正弦波状の並列共振電流Icrが流れる。

【0020】ここで、スイッチング素子Q1がオンとなる期間TONにおいて、図13(e)の直列共振電流I0の正電流の領域(期間T1)は、図13(d)の駆動電流IBの順方向バイアス電流の領域に対応する。また、同じ期間TONにおいて、直列共振電流I0が負電流の領域(T2)は、駆動電流IBの逆方向バイアス電流となる。なお、この期間TONにおける駆動電流IBの逆方向バイアス電流の領域はスイッチング素子Q1の蓄積時間tstgとなる。

【0021】スイッチング素子Q1のベース-エミッタ間には、逆回復時間trrを所定まで長くした低速のクランプダイオードDDが接続されている。スイッチング素子Q1がオフとなる期間TOFFでは、図13(e)に示すようにして、直列共振電流I0が、クランプダイオードDD→ベース電流制限抵抗RB→共振コンデンサCB→駆動巻線NBを介して流れる。そして次に、期間TONが開始されると、直ちにダンパー期間となり、並列共振コンデンサCrの充放電エネルギーがダンパー電流IDとして、クランプダイオードDD→スイッチング素子Q1のベース→コレクタを介して流れる。この場合、ダンパー電流IDのレベルは、図13(f)に示すように2.3Apとなる。上記ダンパー期間が終了すると、クランプダイオードDDは逆回復時間trrの領域となる。この逆回復時間trrにおいては、クランプダイオードDDが導通の状態にある。そして、この逆回復時間trrにおいて駆動電流IBが増加して、スイッチング素子Q1をオンとするだけの電流量が得られるとスイッチング素子Q1がオンとなる。但し、この逆回復時間trrが開始された時点においては、図13(d)の駆動電流IB(ベース電流)が正の極性に反転しても、スイッチング素子Q1のベースには実際には電流が供給されないため、スイッチング素子Q1は直ちにはオンにはならず、この後、スイッチング素子Q1のベース電流レベルが、スイッチング素子Q1を導通させるのに足るレベルに達することで、或るタイミングでスイッチング素子Q1がオン状態に移移するものである。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】ここで、図12には、一次側の並列共振電圧Vcp、コレクタ電流Icp、駆動電流IBの動作波形が示されている。図12(a), (b), (c)には、交流入力電圧VAC=60Vで最大負荷電力時の条件での動作が示され、図12(d), (e), (f)には交流入力電圧VAC=80Vで最大負荷電力時の条件での動作が示されている。

【0023】まず、交流入力電圧 $V_{AC}=60V$ 、最大負荷電力時の条件下での動作として、図12(a),

(b), (c)における期間 T_3 はダンパー期間に対応し、期間 T_4 は逆回復時間 t_{rr} に対応しているのであるが、このように重負荷で交流入力電圧が低い条件では、図12(c)に示すように、駆動電流 I_B が期間 T_4 (逆回復時間 t_{rr})内において、正の極性に反転していない。つまりクランプダイオード DD の逆回復時間 t_{rr} 内において、スイッチング素子 Q_1 に対して順方向の駆動電流 I_B が流れないために、スイッチング素子 Q_1 がオンとはならない。このためにスイッチング動作としては異常動作となる。このような異常動作は、例えば図12(b)に示すようにして、期間 T_4 直後のコレクタ電流 I_{cp} に対して寄生振動としての高周波のノイズが重畳し、これに伴って、図12(a)の並列共振電圧 V_{cp} として示すように、パルスノイズが発生する現象として現れる。

【0024】そして、交流入力電圧 $V_{AC}=80V$ で最大負荷電力時の条件では、更にこの異常動作が拡大する。これは図12(f)に示すように、期間 T_4 (逆回復時間 t_{rr})内において、駆動電流 I_B の逆方向電流レベルが増加し、逆回復時間 t_{rr} が終了して、スイッチング素子 Q_1 に対して順方向の駆動電流 I_B が流れるべき時に短期間ではあるが逆方向の駆動電流 I_B が流れるため、図12(e)に示すコレクタ電流 I_{cp} に重畳するノイズの振幅が増大する。そして、これに伴って、図12(d)に示される並列共振電圧 V_{cp} のパルスノイズのレベルも大きくなる。

【0025】上記した異常動作としての現象を軽減して重負荷の条件に対応するため、図9に示した回路の実際としては、二次側並列共振コンデンサ C_2 のキャパシタンスは、所要の最大負荷電力値が得られるように、本来最適とされる値よりも大きな値を選定するようにしている。しかしこの場合には、本来最適とされるキャパシタンスの二次側並列共振コンデンサ C_2 を選定した場合と比較して、図9に示す回路において一次巻線 N_1 に流れる一次側共振電流 I_1 と二次巻線 N_2 に流れる二次側共振電流 I_2 が増加することで電力損失が増加する。

【0026】また、これまで述べた図9に示す回路の構成の場合、定常動作時であっても、図13(c)に示すようにして、一次側並列共振電流 I_{cr} には期間 T_{ON} 内の開始期間において、寄生振動としてのノイズが発生してしまう。これに応じて、僅かではあるが、スイッチングパルスである並列共振電圧 V_{cp} にも、ノイズが生じる。また、図13(d)に示す駆動電流 I_B についても、期間 T_{OFF} 内の開始期間においてやはり寄生振動が発生する。

【0027】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を考慮してスイッチング電源回路として次のように

構成する。つまり、スイッチング素子を備え、入力された直流入力電圧を断続して出力するスイッチング手段と、このスイッチング手段の出力を二次側に伝送する絶縁コンバータトランスと、上記スイッチング手段を形成し、スイッチング素子を自励式によりスイッチング駆動する自励共振駆動回路と、スイッチング手段の動作を共振形とするようにして挿入される一次側共振回路と、絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して二次側共振コンデンサを接続することで、絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって共振回路を形成する二次側共振回路と、二次巻線に得られる交番電圧を入力して半波整流動作又は全波整流動作を行って二次側直流出力電圧を得るように構成された直流出力電圧生成手段と、二次側に得られる電圧レベルに応じてスイッチング素子のスイッチング周波数を可変することで定電圧制御を行うようにされる定電圧制御手段と、少なくとも、ダイオード素子と抵抗素子との直列接続によって形成され、上記ダイオード素子の逆回復時間を長くされたクランプ回路とを備えて構成する。

【0028】上記構成によれば、クランプ回路としては、ダイオード素子に対して抵抗素子を直列接続して形成されることになる。このような構成とすることで、クランプ回路を構成しているダイオード素子の逆回復時間を拡大することができるので、この逆回復時間内において、スイッチング素子をオンするための順方向の駆動電流を得ることが可能になる。

【0029】

【発明の実施の形態】図1の回路図は、本発明の実施の形態としての電源回路の構成を示している。なお、この図において図9と同一部分には、同一符号を付して説明を省略する。この図1に示す本実施の形態の電源回路としては、スイッチング素子 Q_1 のベースに接続されているクランプダイオード DD のアノード側に抵抗 R_D が接続された構成とされる。即ち、クランプダイオード DD のアノードが抵抗 R_D の直列接続を介して一次側アースと接続されるように、抵抗 R_D を回路内に挿入する。

【0030】このような構成による図1の電源回路のスイッチング周期による動作波形を図3に示す。この図に示す動作波形は、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ で最大負荷電力時の条件下での安定動作時に得られたものである。

【0031】ここで、スイッチング素子 Q_1 のスイッチング動作に伴って得られる、図3(a)に示す一次側並列共振電圧 V_{cp} 、及び図3(b)に示すコレクタ電流 I_{cp} としては、先に図13(a), (b)に示した波形とほぼ同様となるものである。

【0032】この場合も、自励共振駆動回路としての直列共振回路(NB , CB)では、駆動巻線 NB に得られた交番電圧により共振動作を行うことで、ベース電流制限抵抗 R_B を介して、図3(e)に示すような、正弦波

状の直列共振電流 I_0 が得られ、スイッチング素子 Q_1 がオフとなる期間 T_{OFF} では、負の方向（自励共振駆動回路の方向）に流れる。次に期間 T_{ON} が開始されると、直ちにダンパー期間となり、スイッチング素子 Q_1 のベース-コレクタを介して、図3（f）に示すようなダンパー電流 I_D が流れるが、本実施の形態の回路はクランプダイオード DD のアノードと一次側アースとの間には抵抗 R_D が直列接続されていることから、ダンパー電流 I_D としては、そのレベルが $1.5 A_p$ となり、図13（f）に示したダンパー電流 I_D のレベル $2.3 A_p$ に比べて低下する。

【0033】そして、ダンパー期間が終了した後、クランプダイオード DD は逆回復時間 t_{rr} となるが、この場合はクランプダイオード DD に直列接続されている抵抗 R_D によって、クランプダイオード DD を流れる逆電流が抑制され、クランプダイオード DD が遮断されるまでの期間である逆回復時間 t_{rr} は見掛け上拡大されたものとなる。例えば、図9に示した回路と図1に示した回路を、同一の逆回復時間特性を有するクランプダイオード DD によって構成した場合、図9に示す回路では逆回復時間 t_{rr} が $1.2 \mu s$ となるのに対して、図1示した回路では逆回復時間 t_{rr} が $3 \mu s$ となる。つまり、図1に示す回路のクランプダイオード DD の逆回復時間 t_{rr} は、見掛け上は $1.8 \mu s$ だけ拡大されて長くなっている。

【0034】このようにしてクランプダイオード DD の逆回復時間 t_{rr} を長くすることによって、本実施の形態では、図3（d）に示すように、駆動電流 I_B が負の領域をとることなく、クランプダイオード DD の逆回復期間 t_{rr} 内において、スイッチング素子 Q_1 に対して順方向に駆動電流 I_B を流すことが可能になる。

【0035】これにより、一次側並列共振電流 I_{cr} の波形は図3（c）に示すものとなり、定常動作時には、期間 T_{ON} 内の開始時点では、 $0.5 A_p$ レベルの出力が僅かに発生するだけで、一次側並列共振電流 I_{cr} に図13（c）に示したような寄生振動によるノイズは発生することなく、このため並列共振電圧 V_{cp} にノイズが発生するといったこともない。また、図3（d）に示す駆動電流 I_B にも、期間 T_{OFF} の開始時点において、図13（d）に示した寄生振動によるノイズが発生しないものとなる。

【0036】また、図2（a）、（b）、（c）と、図2（d）、（e）、（f）に、一次側の並列共振電圧 V_{cp} 、コレクタ電流 I_{cp} 、駆動電流 I_B の動作波形を示す。ここで、図2（a）、（b）、（c）には、交流入力電圧 $V_{AC} = 80 V$ で最大負荷電力時の動作が示されており、図2（d）、（e）、（f）には交流入力電圧 $V_{AC} = 60 V$ で最大負荷電力時の動作が示されている。

【0037】このような重負荷で低入力電圧時となる条件であっても、例えば図2（c）又は図2（f）に示す

ように、ダンパー期間 T_3 が終了した時点でも、駆動電流 I_B が負の電流領域をとることはないので、逆回復時間 t_{rr} とされる期間 T_4 内において、駆動電流 I_B はスイッチング素子 Q_1 をオンすることが可能なレベルとなる。即ち、スイッチング素子 Q_1 は正常動作となってレギュレーション範囲に入ることになる。これにより、スイッチング素子 Q_1 では安定したスイッチング動作が得られるものである。このようにしてクランプダイオード DD の逆回復時間 t_{rr} 内において、正レベルの駆動電流 I_B が得られるにすると、例えば図2（b）、

（e）に示すコレクタ電流 I_{cp} には、図12（b）、

（e）に示したコレクタ電流 I_{cp} のノイズは発生せず、これに伴って、期間 T_{ON} に現れていた並列共振電圧 V_{cp} のノイズパルスも図2（a）、（d）に示すようにして発生しない。

【0038】この結果、例えば図9に示した電源回路では、図12により説明した異常動作や図13に示したノイズの発生などを回避するために、クランプダイオード DD について逆回復時間 t_{rr} の選別を行っていたが、本実施の形態によれば、その逆回復時間 t_{rr} の選別範囲の拡大することが可能になる。これにより、例えば部品管理などの製造能率の向上が図られるものである。

【0039】また、本実施の形態としての図1に示した回路と図9に示した回路との比較として、図9に示す回路構成の下で、ベース電流制限抵抗 $R_B = 1 \Omega$ 、二次側並列共振コンデンサ $C_2 = 0.019 \mu F$ を選定した場合、一次側共振電流 $I_1 = 5.8 A_{p-p}$ 、コレクタ電流 $I_{cp} = 3.3 A_p$ 、二次側共振電流 $I_2 = 8 A_{p-p}$ となり、入力電力 $P_{in} = 166.5 W$ という結果が得られた。これに対して、図1に示した構成の下では、ベース電流制限抵抗 $R_B = 0.68 \Omega$ 、抵抗 $R_D = 4.7 \Omega$ 、二次側並列共振コンデンサ $C_2 = 0.014 \mu F$ を選定することができる。ここで、二次側並列共振コンデンサ $C_2 = 0.014 \mu F$ としての値は、二次側並列共振コンデンサ C_2 として本来適正とされる値である。このように部品を選定した場合、上記図2及び図3にて説明した動作の下で、一次側共振電流 $I_1 = 4.7 A_{p-p}$ 、コレクタ電流 $I_{cp} = 3.0 A_{p-p}$ 、二次側共振電流 $I_2 = 7.0 A_{p-p}$ となり、入力電力 $P_{in} = 165.5 W$ という結果が得られた。

【0040】つまり、図9に示した回路の場合と比較して本実施の形態では、一次側共振電流 I_1 及び二次側共振電流 I_2 の電流レベルが抑制され、結果として $1 W$ 程度の電力損失の低減が図られているものである。また、これと共に対応可能な最大負荷電力は、交流入力電圧 $V_{AC} = 80 V$ の時に $150 W$ 程度であったのに対して、本実施の形態の回路では二次側並列共振コンデンサ C_2 を適正な静電容量とすることで、交流入力電圧 $V_{AC} = 80 V$ で $35 W$ 程度拡大されて約 $185 W$ にまで引き上げることが可能となり、約 23% の最大負荷電力の増加が図

られるものである。

【0041】続いて、本実施の形態の電源回路の変形例について以降説明していくこととして、先ず、図4に第1の変形例としての本実施の形態の電源回路の構成を示す。なお、この図において図1及び図9と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。この図に示す電源回路はクランプダイオードDDのアノードと一次側アースとの間に挿入されている抵抗RDに対して、フェライトビーズインダクタLDを並列に接続した点が図1に示した電源回路とは異なる。この場合、クランプダイオードDDのアノードと一次側アースとの間に挿入されている抵抗RDは、一次側並列共振電流 I_{cr} の寄生振動を抑制するように機能し、この抵抗RDと並列接続されたフェライトビーズインダクタLDがクランプダイオードDDの逆回復時間 t_{rr} の拡大を図るようにされる。なお、フェライトビーズダイオードLDは、比較的小型サイズの部品とされ、そのインダクタンス値も小さいものとされる。

【0042】このような電源回路のスイッチング周期による動作波形を図5に示す。なお、この図に示す動作波形は、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ で最大負荷電力時の条件での安定動作時に得られたものである。この場合もスイッチング素子Q1のスイッチング動作に伴って得られる、図5(a)の一次側の並列共振電圧 V_{cp} 、及び図5(b)のコレクタ電流 I_{cp} としては、先に図1に示した波形とほぼ同様となる。また、直列共振電流 I_0 は図5(e)に示すような波形となる。そして、スイッチング素子Q1がオンとなる期間 T_{ON} が開始されると、スイッチング素子Q1のベース-コレクタを介して図5(g)に示すようなダンパ電流 I_D が流れることになるが、この場合はクランプダイオードDDのアノードと一次側アースとの間に抵抗RDと並列にフェライトビーズインダクタLDが接続されていることで、このフェライトビーズインダクタLDのインダクタンスによって、ダンパ電流 I_D は徐々に低減される。

【0043】このようにしてフェライトビーズインダクタLDによりダンパ電流 I_D を徐々に低減するようにした場合、ダンパ期間を含むクランプダイオードDDの見掛け上の逆回復時間 t_{rr} は、図5(g)に示すように $3.5\mu s$ にまで拡大されて長くすることが可能になる。

【0044】このようにしてクランプダイオードDDの逆回復時間 t_{rr} としての期間を長くすることによって、逆回復時間 t_{rr} 内における駆動電流 I_B の波形としては図5(d)に示すように、負の領域をとることがないので、この場合もクランプダイオードDDの逆回復時間 t_{rr} 内において、スイッチング素子Q1に対して順方向の駆動電流 I_B を流すことが可能なものとなる。

【0045】また、抵抗RDを流れる電流 I_R は、図5(f)に示す波形となり、この抵抗RDによって、図5

(c)に示す一次側並列共振電流 I_{cr} に発生する寄生振動にノイズが、図13(c)に示した寄生振動によるノイズに比べて抑制されると共に、図5(d)に示すように、駆動電流 I_B に発生する寄生振動によるノイズの抑制が図られている。

【0046】また、重負荷時の低入力電圧時となる条件とされる場合の、図4に示す回路の動作としては、先に図2に示したものとほぼ同一の動作となるため、図示は省略するが、この場合もコレクタ電流 I_{cp} にノイズが発生することはなく、これに伴って、期間 T_{ON} に現れていた並列共振電圧 V_{cp} のノイズパルスも発生しないものとなる。

【0047】このような図4に示した構成の下では、ベース電流制限抵抗 $R_B=0.68\Omega$ 、抵抗 $R_D=4.7\Omega$ 、フェライトビーズインダクタ $LD=1.1\mu H$ を選定すると、入力電力 $P_{in}=164.5W$ という結果が得られ、先に説明した図9に示す回路と比べて2W程度の電力損失の低減が可能となる。これは、図1に示した回路が、抵抗RDによってクランプダイオードDDの逆回復時間 t_{rr} の拡大を図るための機能と、一次側並列共振電流 I_{cr} 、及び駆動電流 I_B に寄生振動が発生しないようにしていたのに対して、図4に示す回路では、電力損失の小さいフェライトビーズインダクタLDによってクランプダイオードDDの逆回復時間 t_{rr} の拡大を図るようにしているため、図1に示した回路と比較しても、その分だけ電力損失の低下が図られている。

【0048】また、本実施の形態の電源回路の二次側としては、図1に示したように、二次側並列共振回路と半波整流回路との構成に限定されるものではない。そこで、第2～第4の変形例としての二次側の構成を図6～図8に示す。なお、これら図6～図8において、一次側の構成は図1と同様でよいものとされる。また、図1、図4及び図9と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0049】図6には、第2の変形例としての二次側の構成が示されている。この図に示す二次側においても、二次巻線N2に対して二次側並列共振コンデンサC2が備えられることで、二次側には並列共振回路が形成される。そしてこの場合には、二次巻線N2に対してセンタータップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02、D03、D04及び平滑コンデンサC01、C02を図のように接続することで、[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組と、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]の組とによる、2組の全波整流回路が設けられる。[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]から成る全波整流回路は二次側並列共振回路から供給される共振電圧を入力して直流出力電圧E01を生成し、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]から成る全波整流回路も同様に、二次側並列共振回路から供給される共振電圧を入力して直流出力電圧

E02を生成する。

【0050】このような構成を先に図11により説明した二次側の整流動作と照らし合わせてみると、例えば二次巻線N2に得られる交番電圧が正極性のときに整流ダイオードD01(D03)に整流電流が流れる動作は、図11(a)としての+Mの動作モード(フォワード方式)とみることができ、逆に、二次巻線N2に得られる交番電圧が負極性のときに整流ダイオードD02(D04)に整流電流が流れる動作は、図11(b)に示した-Mの動作モード(フライバック方式)であるとみることができる。即ち、この電源回路では、二次巻線に得られる交番電圧が正/負となるごとに、相互インダクタンスが+M/-Mのモードで動作することになる。

【0051】図7に、第3の変形例としての二次側の構成を示す。この図に示す二次側においても、二次巻線N2に対して二次側並列共振コンデンサC2が備えられることで二次側並列共振回路が形成されるものとしたうえで、二次側巻線N2に対してはブリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC01から成る整流平滑回路が備えられることで、二次側出力電圧E01を得るようにしている。つまり、この構成では二次側においてブリッジ整流回路DBRによって全波整流動作を得ている。

【0052】なお、この場合には、二次側において、上記二次巻線N2とは独立して、もう1つの二次巻線N2Aを巻装してセンタータップを施した上で、整流ダイオードD03、D04及び平滑コンデンサC02を図のように接続することで、全波整流動作によって二次側出力電圧E02を得るようにしている。但し、二次巻線N2Aに対しては、並列共振コンデンサは設けられない。

【0053】図8は、第4の変形例としての電源回路の構成を示す回路図である。この図に示す二次側の構成として、二次巻線N2の一端は二次側アースに接続され、他端は直列共振コンデンサCs1の直列接続を介して整流ダイオードD01のアノードと整流ダイオードD02のカソードの接続点に対して接続される。整流ダイオードD01のカソードは平滑コンデンサC01の正極と接続され、整流ダイオードD02のアノードは二次側アースに対して接続される。平滑コンデンサC01の負極側は二次側アースに対して接続される。

【0054】このような接続形態では結果的に、[直列共振コンデンサCs1、整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組から成る倍電圧全波整流回路が設けられることになる。ここで、直列共振コンデンサCs1は、自身のキャパシタンスと二次巻線N2の漏洩インダクタンス成分とによって、整流ダイオードD01、D02のオン/オフ動作に対応する直列共振回路を形成する。即ち、本実施の形態の電源回路は、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路が備えられ、二次側には、倍電圧全波整流動作を得るための直列共振回路が備えられた複合共振形スイッチングコ

ンバータの構成を採る。

【0055】ここで、上記[直列共振コンデンサCs1、整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組による倍電圧全波整流動作としては次のようになる。一次側のスイッチング動作により一次巻線N1にスイッチング出力が得られると、このスイッチング出力は二次巻線N2に励起される。そして、整流ダイオードD01がオフとなり、整流ダイオードD02がオンとなる期間においては、一次巻線N1と二次巻線N2との極性(相互インダクタンスM)が-Mとなる減極性モードで動作して、二次巻線N2の漏洩インダクタンスと直列共振コンデンサCs1による直列共振作用によって、整流ダイオードD02により整流した整流電流Ic2を直列共振コンデンサCs1に対して充電する動作が得られる。そして、整流ダイオードD02がオフとなり、整流ダイオードD01がオンとなって整流動作を行う期間においては、一次巻線N1と二次巻線N2との極性(相互インダクタンスM)が+Mとなる加極性モードとなり、二次巻線N2に誘起された電圧に直列共振コンデンサCs1の電位が加わるという直列共振が生じる状態で平滑コンデンサC01に対して充電が行われる動作となる。上記のようにして、加極性モード(+M;フォワード動作)と減極性モード(-M;フライバック動作)との両者のモードを利用して整流動作が行われることで、平滑コンデンサC01においては、二次巻線N2の誘起電圧のほぼ2倍に対応する直流出力電圧E01が得られる。

【0056】上記構成によると、本実施の形態では、相互インダクタンスが+Mと-Mの動作モードとなる状態を利用して、倍電圧全波整流を行うことで二次側直流出力電圧を得るようにしている。つまり、一次側の電流共振作用と二次側の電流共振作用とによる電磁エネルギーが同時に負荷側に供給されるようにしているため、それだけ負荷側に供給される電力も更に増加して、最大負荷電力の大幅な増加が図られることになる。

【0057】また、倍電圧全波整流回路によって二次側直流出力電圧を得るようにしていることで、例えば等倍電圧整流回路によって得られる二次側直流出力電圧と同等のレベルを得ようとするれば、本実施の形態の二次巻線N2としては、従来の1/2の巻数で済むことになる。この巻数の削減は、絶縁コンバータトランスPITの小型軽量化、及び低コスト化につながる。なお、この場合にも、二次巻線N2とは独立して二次巻線N2を巻装し、この二次巻線N2Aに対してはセンタータップをアースに接地したうえで、整流ダイオードD03、D04及び平滑コンデンサC02からなる全波整流回路が接続されることで、直流出力電圧E02を生成するようにしている。

【0058】なお、本出願人は、複合共振形スイッチングコンバータとして、二次側直列共振回路を利用した4倍電圧整流回路を備えた構成も既に提案しているが、このような構成も本実施の形態の変形例として成立し得

る。つまり、本実施の形態としては二次側共振回路の構成として特に限定されるものではない。

【0059】また、上記実施の形態にあっては、複合共振形スイッチングコンバータとして一次側に自励式の電圧共振形コンバータを備えた構成を挙げているが、例えば電流共振形コンバータを一次側に備え、二次側に対して並列又は直列共振回路を備えた電源回路に対しても本発明の適用は可能とされる。また、同じ電圧共振形コンバータを一次側に備えるとしても、例えば図1の場合のように、1石のスイッチング素子を備えたいわゆるシングルエンド方式の構成のみでなく、2石のスイッチング素子を交互にスイッチングさせるいわゆるプッシュプル方式にも本発明が適用できるものである。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、クランプ回路をダイオード素子に対して抵抗素子を直列接続して形成することで、ダイオード素子の逆回復時間内において、スイッチング素子をオンするための順方向の駆動電流を得るようにしている。従って、安定動作時においても、また重負荷で低交流入力電圧の条件であっても、異常なスイッチング動作の発生が防止される。また、これにより、例えば電源起動時などの条件でもスイッチング素子に対してかかるストレスを無いにすることができ、更には、電源動作時における寄生振動によるノイズの発生等も解消される。

【0061】また、上記のようにして異常動作の発生が解消されることで、二次側並列共振コンデンサとしては、本来の適正なキャパシタンスのものを選定できることになるが、これによって、一次側共振電流と二次側共振電流のレベルを小さくして電力変換効率の向上を図ることもできる。

【0062】更には、本発明の構成によって、ダイオード素子の逆回復時間の拡大を図ることで、クランプダイオードについて逆回復時間についての選別範囲の拡大を図ることが可能になる。

【0063】また、本発明としてのクランプ回路において、例えば抵抗素子に対して並列にフェライトビーズインダクタを挿入すれば、例えば逆回復時間の拡大は電力損失の小さいフェライトビーズインダクタによって行う

ことができるため、フェライトビーズインダクタを用いることで、さらなる電力損失の低下を図ることが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図2】本実施の形態の電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図3】本実施の形態の電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図4】第1の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図5】第1の変形例としての電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図6】第2の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図7】第3の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図8】第4の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図9】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図10】本実施の形態の絶縁コンバータトランスの構造を示す断面図である。

【図11】相互インダクタンスが $+M/-M$ の場合の各動作を示す説明図である。

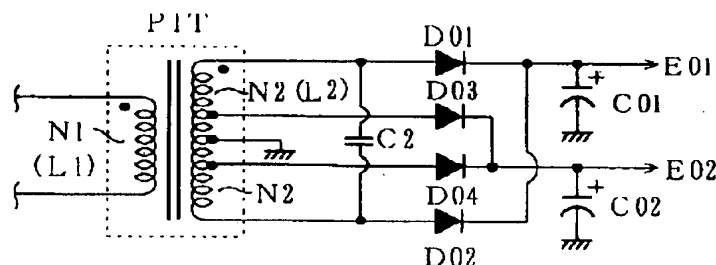
【図12】先行技術としての電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図13】先行技術としての電源回路の要部の動作を示す波形図である。

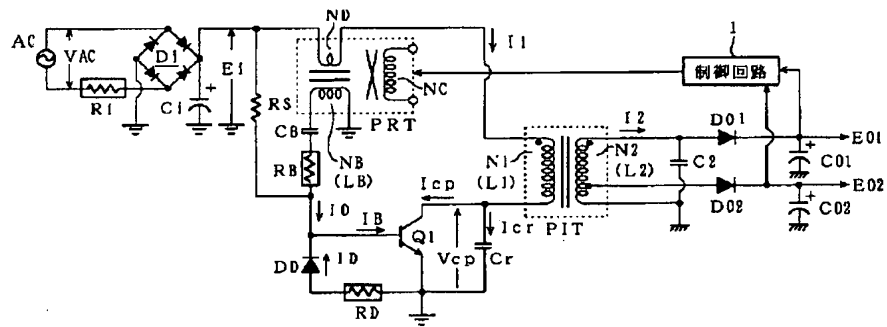
【符号の説明】

1 制御回路、 C_i 平滑コンデンサ、Q1 スwitchング素子、PIT絶縁コンバータトランス、PRT 直交型制御（ドライブ）トランス、 C_r 一次側並列共振コンデンサ、 C_2 二次側並列共振コンデンサ、 C_s 二次側直列共振コンデンサ、NC 制御巻線、NB 駆動巻線、ND 検出巻線、CB 共振用コンデンサ、DD クランプダイオード、RD 抵抗、LD フェライトビーズインダクタ

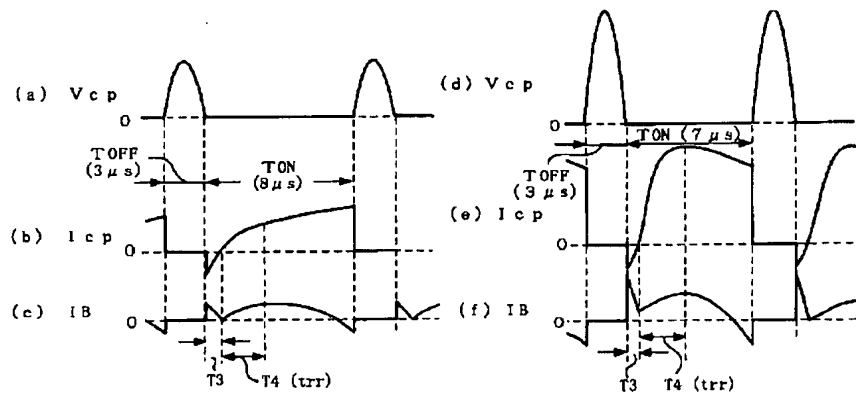
【図6】



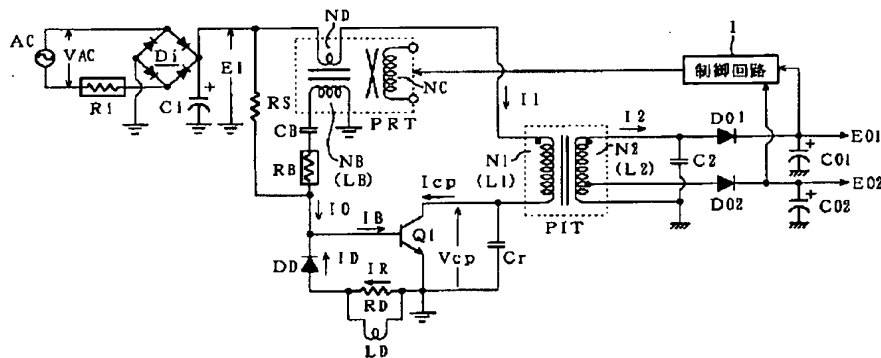
【図 1】



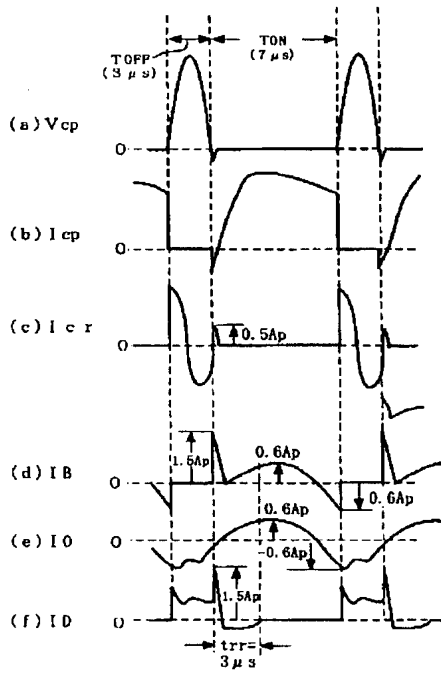
【図 2】



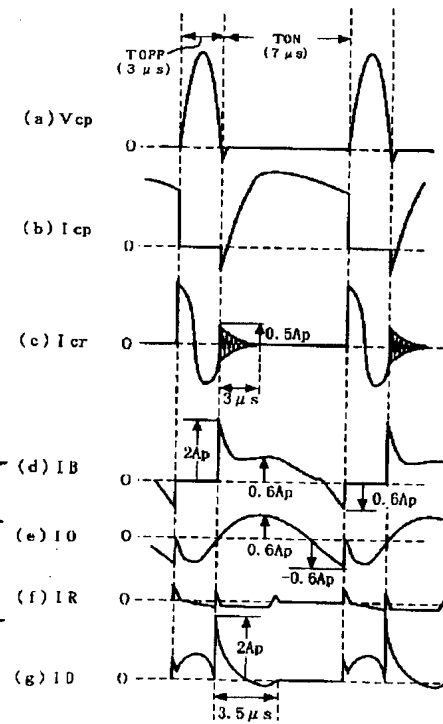
【図 4】



【図3】

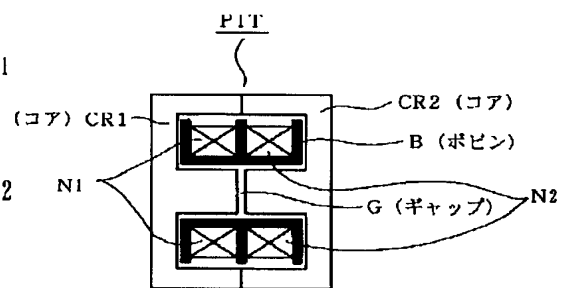
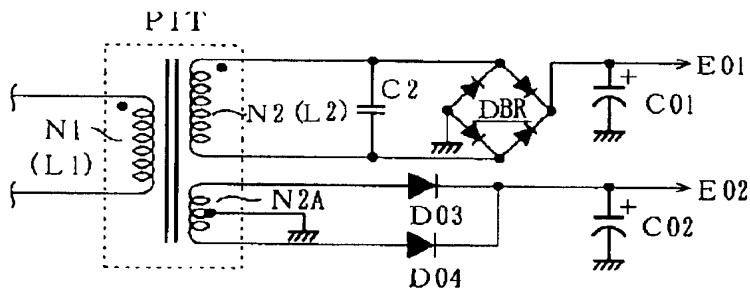


【図5】

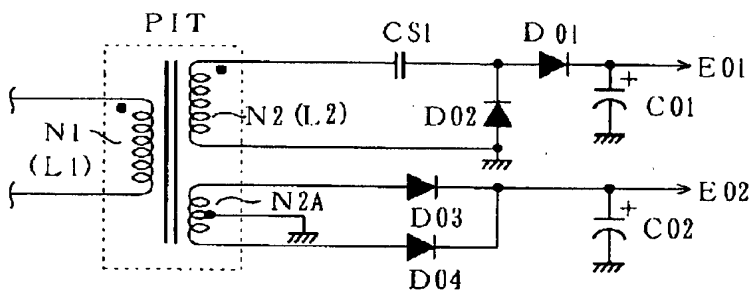


【図7】

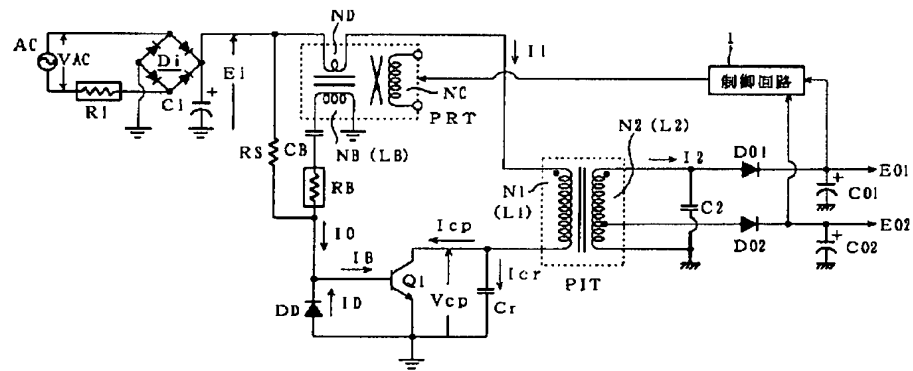
【図10】



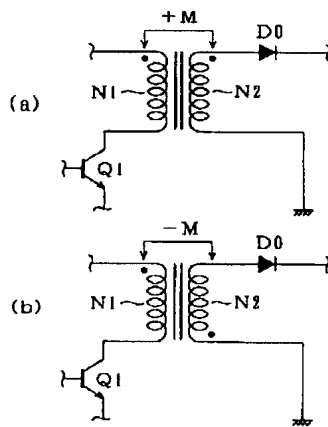
【図8】



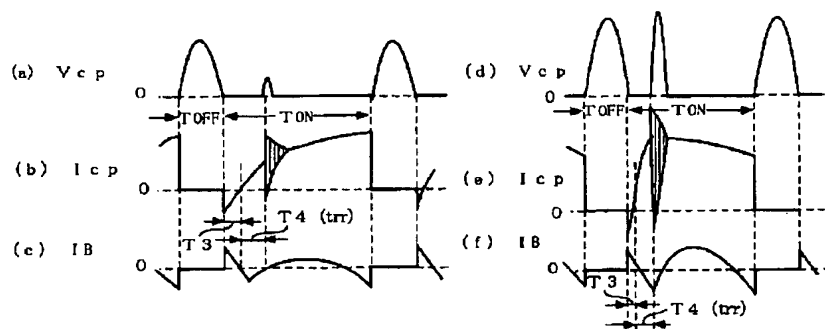
【図9】



【図11】



【図12】



【図13】

